

### DOI: 10.21821/2309-5180-2021-13-1-126-138

# ENERGETICALLY OPTIMAL CONTROL OF THE ELECTROMAGNETIC TORQUE OF A JET ELECTRIC MOTOR

## V. F. Samoseyko, E. V. Shiryaev, N. A. Ulisskiy

Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping, St. Petersburg, Russian Federation

In this study, the energy characteristics of jet engines with a toothed stator and a toothed rotor are considered. These are active power, total power, power loss, power factor, first harmonic power factor (coso), and efficiency. It is shown that the power factor and the power factor for the first harmonic cannot exceed the values of 0,27 and 0,5, respectively. The study is performed with the representation of all variables of the electric drive with a jet engine in the coordinate axes d-q. Based on the expression for the total power losses, an algorithm for energetically optimal control of the electromagnetic torque of a jet engine is formed. At the same time, energetically optimal control is understood as providing a given electromagnetic torque with minimal power losses. The algorithm of energetically optimal control is found using the method of indefinite Lagrange multipliers. The solution of the system of Lagrange equations allows us to find expressions for the signals of setting to the control circuits of the magnetizing current and load current. Based on these setting signals, an optimal control algorithm is formed, where two control modes are implemented: the energetically optimal control mode on a linear section of the magnetization curve and the mode with constant nominal magnetization in the magnetic saturation zone of the magnetic circuit. A block diagram of the system of energetically optimal control of the electromagnetic torque, as well as the modeling results performed on the basis of this scheme is presented. The conditions under which energetically optimal control is provided are indicated. The results of modeling and limiting characteristics of the algorithm of energetically optimal control of the electromagnetic torque with the control algorithm with permanent magnetization are compared.

*Keywords: reactive electric motor, electromagnetic torque, energetically optimal control, energy characteristics, control algorithms.* 

#### For citation:

Samoseyko, Veniamin F., Eduard V. Shiryaev, and Nikolay A. Ulisskiy. "Energetically optimal control of the electromagnetic torque of a jet electric motor." *Vestnik Gosudarstvennogo universiteta morskogo i rechnogo flota imeni admirala S. O. Makarova* 13.1 (2021): 126–138. DOI: 10.21821/2309-5180-2021-13-1-126-138.

### УДК 621.3.072.6

# ЭНЕРГЕТИЧЕСКИ ОПТИМАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ МОМЕНТОМ РЕАКТИВНОГО ДВИГАТЕЛЯ

#### В. Ф. Самосейко, Э. В. Ширяев, Н. А. Улисский

ФГБОУ ВО «ГУМРФ имени адмирала С. О. Макарова», Санкт-Петербург, Российская Федерация

В настоящем исследовании рассмотрены энергетические характеристики реактивных двигателей с зубчатым статором и зубчатым ротором: активная мощность, полная мощность, потери мощности, коэффициент мощности, коэффициент мощности по первой гармонике (соѕ ф) и коэффициент полезного действия. Показано, что коэффициент мощности и коэффициент мощности по первой гармонике не могут превышать значения 0,27 и 0,5 соответственно. Исследование выполнялось с представлением всех переменных электропривода с реактивным двигателем в координатных осях d-q. На основе выражения для суммарных потерь мощности сформирован алгоритм энергетически оптимального управления электромагнитным моментом реактивного двигателя. При этом под энергетически оптимальным управлением понимается обеспечение заданного электромагнитного момента при минимальных потерях мощности. Алгоритм энергетически оптимального управления находится с помощью метода неопределенных множителей Лагранжа. Решение системы уравнений Лагранжа позволяет найти выражения для сигналов задания на контуры управления током намагничивания и током нагрузки. На основе этих сигналов зада-



ния формируется алгоритм оптимального управления, при котором реализуется два режима управления: режим энергетически оптимального управления на линейном участке кривой намагничивания и режим с постоянным номинальным намагничиванием в зоне магнитного насыщения магнитопровода. Приведены структурная схема системы энергетически оптимального управления электромагнитным моментом, а также результаты моделирования, выполненного на основе этой схемы. Указаны условия, при которых обеспечивается энергетически оптимальное управление. Выполнено сравнение результатов моделирования и ограничительных характеристик алгоритма энергетически оптимального управления электромагнитным моментом с алгоритмом управления с постоянным намагничиванием.

Ключевые слова: реактивный двигатель, электромагнитный момент, энергетически оптимальное управление, энергетические характеристики, алгоритмы управления.

#### Для цитирования:

*Самосейко В. Ф.* Энергетически оптимальное управление электромагнитным моментом реактивного двигателя / В. Ф. Самосейко, Э. В. Ширяев, Н. А. Улисский // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. — 2021. — Т. 13. — № 1. — С. 126–138. DOI: 10.21821/2309-5180-2021-13-126-138.

#### Введение (Introduction)

Электрические двигатели с пассивным ротором являются предметом исследования ученых и инженеров. Ротор без обмотки обуславливает более высокую надежность двигателей, технологичность конструкции и низкие потери в роторе. Наиболее известным типом такого класса электродвигателей является вентильно-индукторный двигатель (ВИД), который находит все большее применение в промышленности [1] и на транспорте [2], [3]. Первым существенным недостатком ВИД, сдерживающим его распространение, является высокий уровень шума и вибрации по сравнению с другими типами двигателей. Данный недостаток пытаются устранить с помощью усовершенствования конструкции двигателя [4], [5] и алгоритмов его управления [6]. Однако до сих пор эта проблема не решена в достаточной степени. Вторым существенным недостатком ВИД является невозможность применения к ВИД хорошо изученных методов управления (векторное управление) и внедренных в производство серийных трехфазных преобразователей частоты.

Устранением этих двух недостатков может послужить изменение способа питания фазных обмоток ВИД — вместо импульсов напряжения подавать на обмотки такое переменное напряжение, чтобы в них формировался синусоидальный ток. В этом случае рассматриваются уже реактивные двигатели (с одной обмоткой на статоре) или индукторные (с двумя обмотками на статоре, одна из которых обмотка возбуждения). При соблюдении определенных конструкционных соотношений в двигателе можно достичь синусоидального изменения индуктивности фазных обмоток [7], которое вместе с синусоидальными токами даст суммарный электромагнитный момент с минимальными пульсациями. Это, в свою очередь, позволит значительно снизить шум и вибрацию не только по сравнению с ВИД, но и с другими классическими типами двигателей. Следует отметить, что добиться синусоидального изменения индуктивности фазных обмоток можно только в том случае, если эти обмотки сосредоточенные и не имеют магнитной связи между собой. Индукторные двигатели в настоящее время находят свое применение [8], [9] в отличие от реактивных. Несмотря на наличие теоретических разработок [7] реактивные двигатели с зубчатыми статором и ротором пока не нашли практического применения. Причиной этого, по всей вероятности, являются низкие энергетические характеристики, которые значительно ограничивают сферы возможного применения реактивных двигателей. Также для таких двигателей важным является вопрос энергетически оптимального управления, рассматриваемый в данной статье.

Для полноты изложения следует отметить еще один тип двигателей с пассивным ротором — реактивный двигатель с анизотропной проводимостью ротора [10], [11]. Конструкция ротора таких двигателей такова, что имеет гораздо лучшее соотношение  $L_q/L_d$ , чем двигатели с зубчатым ротором. При этом на статоре располагается распределенная трехфазная обмотка, поэтому реактивные двигатели с анизотропной проводимостью ротора не могут достичь таких вибро-шумовых характеристик, как реактивные двигатели с зубчатыми статором и ротором.



Однако по совокупности характеристик реактивные двигатели с анизотропной проводимостью ротора могут составить достойную конкуренцию всем наиболее распространенным типам электродвигателей.

# Методы и материалы (Methods and Materials)

*Относительные единицы.* Параметры реактивных двигателей (РД) удобно представлять в относительных единицах (в виде отношения параметра к его базовому значению). Параметры, представленные в относительных единицах, обозначены верхним индексом <sup>\*</sup>. Для представления параметров в относительных единицах и перехода обратно к параметрам в именованных единицах вводятся базовые величины.

Базовые величины РД делятся на *основные* и *производные* от них. Основные базовые величины: амплитуда первой гармоники фазного напряжения —  $U_6 = U_{(1)}$ ; амплитуда первой гармоники тока —  $I_6 = I_{\mu} \cdot \sqrt{2}$ ; номинальная угловая частота первой гармоники тока статора —  $\omega_6 = \omega_{\mu}$ .

Производные базовые величины находятся из основных базовых величин: сопротивление — $R_6 = U_6/I_6$ ; индуктивность —  $L_6 = R_6/\omega_6$ ; мощность —  $P_6 = mU_6 \cdot I_6/2$ ; электромагнитный момент —  $M_6 = P_6 \cdot \omega_6$ ; угловая скорость вращения ротора —  $\Omega_6 = \omega_6/p_n$ , где *m* — число фаз;  $p_n$  — расчетное число пар полюсов.

Примем за параметры среднестатистического РД следующие значения:

$$R_1^* = 0,03; L_d^* = 2; L_d^* = 0,333.$$
(1)

Данные значения параметров использованы далее при построении всех графиков.

Преобразование координат. Исследование энергетически оптимального управления выполнено в координатных осях d-q. Далее приводятся выражения токов и напряжений РД в этих осях [12]. Ток в фазе X:

$$i_{X}(\gamma) = i_{a} \cdot \sin(\gamma_{X} + \theta_{I}) = i_{d} \cdot \sin(\gamma_{X}) + i_{a} \cdot \cos(\gamma_{X}), \qquad (2)$$

где  $i_a$  — амплитудное значение тока в обмотке;  $\gamma_x$  — электрический угол поворота ротора;  $\theta_i$  — угол токовой нагрузки;  $i_d$  и  $i_q$  — соответственно продольный ток (ток намагничивания) и поперечный ток (ток нагрузки). Между параметрами тока в фазной обмотке имеют место следующие связи:

$$i_d = i_a \cdot \cos(\theta_I); \ i_q = i_a \cdot \sin(\theta_I); \ \theta_I = \arctan(i_q / i_d); \ i_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}.$$
(3)

Ток в фазной обмотке X разложен на две составляющих: продольную и поперечную. Продольная составляющая тока намагничивает магнитопровод машины. Поперечная составляющая синусоидального тока создает электромагнитный момент силы между статором и ротором. Синусоидальные токи при синусоидальных пульсациях индуктивностей фазных обмоток позволяют теоретически снизить пульсации электромагнитного момента до нуля при числе фаз  $m \ge 3$ .

Напряжение в фазе Х:

$$u_{X}^{*} = u_{X(1)}^{*} + u_{X(3)}^{*} = u_{d}^{*} \cdot \cos(\gamma_{X}) + u_{q}^{*} \cdot \sin(\gamma_{X}) + u_{d(3)}^{*} \cdot \cos(3 \cdot \gamma_{X}) + u_{q(3)}^{*} \cdot \sin(3 \cdot \gamma_{X}).$$
(4)

где  $u_d^*$  и  $u_q^*$  — ортогональные составляющие амплитуды первой гармоники относительного напряжения, называемые *продольным* и *поперечным относительными напряжениями*;  $u_{d(3)}^*$  и  $u_{q(3)}^*$  — ортогональные составляющие амплитуды третьей гармонии относительного напряжения.

Амплитуды гармоник продольного и поперечного напряжений и токов первой гармоники будут связаны соотношениями:

$$u_{d}^{*} = R^{*} \cdot i_{d}^{*} - \omega^{*} \cdot L_{Q}^{*} \cdot i_{q}^{*} + L_{D}^{*} \cdot p i_{d}^{*};$$

$$u_{q}^{*} = R^{*} \cdot i_{q}^{*} + \omega^{*} \cdot L_{D}^{*} \cdot i_{d}^{*} + L_{Q}^{*} \cdot p i_{q}^{*},$$
(5)



где p — оператор Лапласа;  $L_{D}^{*}$  и  $L_{Q}^{*}$  — относительные индуктивности продольного и поперечного контуров, которые связаны с продольной и поперечной индуктивностями фазной обмотки следующими соотношениями:

$$L_{D}^{*} = \frac{L_{q}^{*} + 3 \cdot L_{d}^{*}}{4} = L_{0} + \frac{L_{m}}{2}; \ L_{Q}^{*} = \frac{L_{d}^{*} + 3 \cdot L_{q}^{*}}{4} = L_{0} - \frac{L_{m}}{2}.$$
(6)

Среднее значение и амплитуда пульсаций индуктивностей фазных обмоток:

$$L_0^* = \frac{L_d^* + L_q^*}{2} = \frac{L_D^* + L_Q^*}{2}; \ L_m^* = \frac{L_d^* - L_q^*}{2} = L_D^* - L_Q^*.$$
(7)

Коэффициент поперечного рассеяния контуров удовлетворяет неравенству

$$\xi = \frac{L_0^*}{L_0^*} = \frac{1+3\cdot\varepsilon}{3+\varepsilon} > \frac{1}{3},\tag{8}$$

где  $\varepsilon = L_q^*/L_d^*$  коэффициент поперечного рассеяния фазных обмоток статора. В РД коэффициент поперечного рассеяния обычно принимает значения  $\varepsilon = 0,13-0,2$ , а коэффициент поперечного рассеяния контуров —  $\xi = 0,42-0,50$ .

Заметим, что коэффициент поперечного рассеяния контуров у РД без взаимных индуктивностей между фазными обмотками достаточно велик, что отрицательно сказывается на коэффициенте мощности.

Амплитуды напряжений третьей гармоники и токов первой гармоники будут связаны соотношениями:

$$u_{d(3)}^{*} = -\frac{L_{m}^{*}}{4} \cdot \left(pi_{d}^{*} - 3 \cdot \omega^{*} \cdot i_{q}^{*}\right); \ u_{q(3)}^{*} = -\frac{L_{m}^{*}}{4} \cdot \left(pi_{q}^{*} + 3 \cdot \omega^{*} \cdot i_{d}^{*}\right).$$
(9)

Уравнения (5) и (9) являются уравнениями первой и третьей гармоники напряжений, записанными в координатах *d*-*q*. Они описывают динамику амплитуд токов первой гармоники напряжений.

Энергетические характеристики реактивного двигателя. К энергетическим характеристикам относятся: активная мощность, полная мощность, потери мощности, а также коэффициент мощности, коэффициент мощности по первой гармонике или cos ( $\phi$ ) и коэффициент полезного действия.

Активная относительная мощность РД может быть вычислена по формуле

$$P^* = u_d^* \cdot i_d^* + u_q^* \cdot i_q^*, \tag{10}$$

где  $u_d^*$  и  $u_q^*$  — относительные значения продольного и поперечного напряжений;  $i_d^*$  и  $i_q^*$  — относительные значения напряжения продольного и поперечного тока.

Полная относительная мощность РД определяется выражением

$$S^* = \sqrt{u_d^{*2} + u_q^{*2} + u_{d(3)}^{*2} + u_{q(3)}^{*2}} \cdot \sqrt{i_d^{*2} + i_q^{*2}}.$$
 (11)

Полная относительная мощность РД по первой гармонике напряжения определяется выражением

$$S_{(1)}^{*} = \sqrt{u_d^{*2} + u_q^{*2}} \cdot \sqrt{i_d^{*2} + i_q^{*2}} .$$
(12)

Коэффициент мощности

$$k_{\rm M} = \frac{P^*}{S^*} = \frac{u_d^* \cdot i_d^* + u_q^* \cdot i_q^*}{\sqrt{u_d^{*2} + u_q^{*2} + u_{d(3)}^{*2} + u_{q(3)}^{*2}} \cdot \sqrt{i_d^{*2} + i_q^{*2}}},$$
(13)

Для стационарного режима работы (p = 0) коэффициент мощности РД можно представить в следующем виде:



$$k_{M} = \frac{\sqrt{2} \cdot (1-\varepsilon) \cdot x}{\sqrt{(5-6\varepsilon+9\varepsilon^{2}) \cdot x^{2}+9-6\varepsilon+5\varepsilon^{2}} \cdot \sqrt{1+x^{2}}} < 0,270,$$
(14)

где  $\varepsilon = L_q^* / L_d^*$  — коэффициент поперечного рассеяния;  $x = i_q / i_d$  — отношение поперечного и продольного токов.

Максимум коэффициента мощности (13) достигается при отношении поперечного и продольного токов:

$$x = \left(\frac{9 - 6 \cdot \varepsilon + 5 \cdot \varepsilon^2}{5 - 6 \cdot \varepsilon + 9 \cdot \varepsilon^2}\right)^{1/4}.$$
(15)

В том случае, если для питания обмоток, соединенных в звезду, РД с отношением числа зубцов m/n = 3/2 используется трехфазный инвертор напряжения, то для характеристики его загрузки целесообразно использовать коэффициент ее мощности по первой гармонике:

$$k_{\rm M(1)} = \frac{P}{S_{(1)}} = \cos(\varphi) = \frac{u_d^* \cdot i_d^* + u_q^* \cdot i_q^*}{\sqrt{u_d^{*2} + u_q^{*2}} \cdot \sqrt{i_d^{*2} + i_q^{*2}}} \,. \tag{16}$$

В стационарном режиме работы (p = 0)  $\cos(\varphi)$  можно вычислить по формуле

$$k_{M(1)} = \cos(\varphi) \approx \frac{(1-\xi) \cdot x}{\sqrt{1+\xi^2 \cdot x^2} \cdot \sqrt{1+x^2}},$$
(17)

где  $\xi = L_0 / L_D$  — коэффициент поперечного рассеяния контуров (8);

знак приближения (  $\approx$  ) обусловлен допущением  $R^* = 0$ .

Максимум коэффициента мощности по первой гармонике (17):

$$k_{\rm M(1)} = \cos(\varphi) \approx \sqrt{\frac{1-\varepsilon}{2\cdot(1+\varepsilon)}} < \frac{1}{2}, \tag{18}$$

достигается при отношении поперечного и продольного токов:

$$x = \frac{i_q}{i_d} = \sqrt{\frac{1}{\xi}} = \sqrt{\frac{3+\varepsilon}{1+3\cdot\varepsilon}} < \sqrt{3} .$$
<sup>(19)</sup>

Графики зависимости коэффициент мощности и коэффициент мощности по первой гармонике от отношения токов *x* приведены на рис. 1.



2021 roq. Tom 13. Nº 1



Потери мощности в РД делятся на электрические, магнитные и механические и оказывают незначительное влияние на динамику электромагнитных процессов. Однако управление ими целесообразно строить так, чтобы минимизировать потери мощности. Поэтому в работе приводятся соотношения, позволяющие выразить потери мощности через переменные, которые используются далее в процессе синтеза алгоритмов управления РД.

Основное влияние на потери мощности оказывают электрические потери мощности в обмотках, величина которых может быть определена по формуле

$$\Delta P_{_{\mathfrak{I}}\pi}^{*} = R \cdot i_d^{*2} + R \cdot i_q^{*2}, \qquad (20)$$

где R — электрическое сопротивление фазной обмотки;  $i_d^*$  и  $i_q^*$  — номинальные относительные значения продольного и поперечного токов.

Магнитные потери мощности обусловлены потерями на перемагничивание стали и потерями на вихревые токи в магнитопроводе. Следует отметить, что относительное максимальное потокосцепление пропорционально магнитной индукции в магнитопроводе. При этом относительные магнитные потери мощности в магнитопроводе можно оценивать по общепринятой формуле:

$$\Delta P_{\text{MAT}}^{*} = \Delta P_{\text{c.HOM}}^{*} \cdot \omega^{*\chi} \cdot \left(\frac{\Psi_{\text{max}}^{*}}{\Psi_{\text{HOM}}^{*}}\right)^{2}, \qquad (21)$$

где  $\Delta P_{c.HOM}^{*}$  — относительные потери мощности в магнитопроводе в номинальном режиме работы;  $\omega^{*}$  — относительная угловая частота токов статора;  $\chi$  — показатель степени, зависящий от соотношения потерь энергии на перемагничивание и вихревые токи, обычно принимаемый  $\chi = 1,3$ ;  $\psi_{max}^{*}$  и  $\psi_{HOM}^{*}$  — максимальные и номинальные относительные значения значение относительного потокосцепления.

Максимальное значение относительного потокосцепления определяется приближенным выражением

$$\psi_{\max}^{*} \approx L_{d}^{*} \cdot \sqrt{i_{d}^{*2} + \frac{i_{d}^{*0,2} \cdot i_{q}^{*1,8}}{3,5 \cdot (1-\varepsilon)}} \approx L_{d}^{*} \cdot \sqrt{i_{d}^{*2} + \frac{i_{q}^{*2}}{4 \cdot (1-\varepsilon)}}, \qquad (22)$$

где $L_{\!_d}$ — относительная продольная индуктивность.

Первое приближенное равенство выражения (22) является достаточно точным (его погрешность не превышает 1,2 %).

В номинальном режиме работы максимальное относительное значение потокосцепления

$$\Psi_{\text{HOM}}^{*} \approx L_{d}^{*} \cdot \sqrt{i_{d\text{HOM}}^{*2} + \frac{i_{d\text{HOM}}^{*0,2} \cdot i_{q\text{HOM}}^{1,8}}{3,5 \cdot (1-\varepsilon)}} \approx L_{d}^{*} \cdot \sqrt{i_{d\text{HOM}}^{*2} + \frac{i_{q\text{HOM}}^{2}}{4 \cdot (1-\varepsilon)}},$$
(23)

где  $i_{dhom}^{*}$  и  $i_{qhom}^{*}$  — соответственно номинальные относительные значения продольного и поперечного токов, определенные выражением (35);  $\varepsilon = L_{q}^{*}/L_{d}^{*}$  — коэффициент поперечного рассеяния.

Используя второе приближенное равенство формулы (22), магнитные потери мощности можно оценить по следующей приближенной формуле:

$$\Delta P_{\rm Mar}^{*} = R_{d\,\rm Mar}^{*} \cdot i_{d}^{*2} + R_{q\,\rm Mar}^{*} \cdot i_{q}^{*2}, \qquad (24)$$

где  $R_{d_{MAR}}$  и  $R_{d_{MAR}}$  — относительные значения активных сопротивлений, характеризующих магнитные потери от продольного и поперечного токов.

Относительные значения активных сопротивлений могут быть вычислены по формулам:

$$R_{d_{MAT}}^{*} = \omega^{*\chi} \cdot \frac{\Delta P_{c_{HOM}}^{*} \cdot L_{d}^{*2}}{\Psi_{HOM}^{*2}}; \ R_{q_{MAT}}^{*} = \frac{R_{d_{MAT}}^{*}}{16 \cdot (1 - \varepsilon)^{2}},$$
(25)

где  $L_d^*$  — относительная продольная индуктивность;  $\varepsilon = L_q^*/L_d^*$  — коэффициент поперечного рассеяния.



Из формул (25) следует, что потери мощности, обусловленные поперечным током фазной обмотки, относительно невелики. Активное сопротивление, характеризующее магнитные потери от продольного тока, можно также оценить по формуле

$$R_{dMar}^{*} = \omega^{*\chi} \cdot k_{C}^{*2} \cdot R^{*} \cdot (1 + x_{Hom}^{2}), \qquad (26)$$

где  $\omega^*$  — относительная электрическая угловая частота;  $\chi$  — показатель степени, зависящий от соотношения потерь энергии на перемагничивание и вихревые токи, обычно принимаемый  $\chi = 1,3$ ;  $k_c$  — коэффициент магнитных потерь мощности в стали, равный отношению номинальных потерь мощности в магнитопроводе к номинальным электрическим потерям мощности в обмотке статора;  $R^*$  — относительное электрическое сопротивление фазной обмотки статора;  $x_{\text{ном}}$  — отношение токов в номинальном режиме работы.

Суммарные магнитные и электрические потери мощности можно записать в следующем виде:

$$\Delta P^* = R_d^* \cdot i_d^{*2} + R_a \cdot i_a^{*2} \,. \tag{27}$$

где  $R_d^*$  и  $R_q^*$  — активные относительные сопротивления, характеризующие потери мощности от продольного и поперечного токов.

Активные относительные сопротивления определяются по формулам:

$$R_{d}^{*} = R + R_{dMar}^{*}; \ R_{q}^{*} = R + R_{qMar}^{*}.$$
<sup>(28)</sup>

Механические потери мощности зависят лишь от скорости вращения ротора и не зависят от электромагнитных нагрузок. Поэтому они в оптимизационных алгоритмах управления электромагнитными процессами не учитываются. Полученные формулы для расчета магнитных и электрических потерь мощности используются для построения энергетически оптимального алгоритма управления РД.

Коэффициент полезного действия определяется выражением

$$\eta = \frac{P^*}{P^* + \Delta P^*} \, .$$

Энергетически оптимальное управление. Под энергетически оптимальным управлением электромагнитным моментом понимается обеспечение заданного электромагнитного управления с минимальными потерями мощности. Задача энергетически оптимального управления сводится к определению токов намагничивания и нагрузки при заданном значении электромагнитного момента  $M_3$  и минимуме потерь мощности.

Суммарные потери мощности  $\Delta P$  в РД в относительных единицах определяются выражением (27). Электромагнитный момент при синтезе алгоритма энергетически оптимального РД вычисляется по формуле

$$M^{*} = (L_{D}^{*} - L_{Q}^{*}) \cdot i_{d}^{*} \cdot i_{q}^{*} = L_{D}^{*} \cdot (1 - \xi) \cdot i_{d}^{*} \cdot i_{q}^{*} = \frac{L_{d}^{*}}{2} \cdot (1 - \varepsilon) \cdot i_{d}^{*} \cdot i_{q}^{*}.$$
(29)

При управлении электромагнитным моментом должно выполняться условие

$$M^* - M_3^* = 0$$
.

Решение задачи энергетически оптимального управления находится методом неопределенных множителей Лагранжа. Функция Лагранжа запишется в следующем виде:

$$LG(i_{d}^{*}, i_{q}^{*}, \lambda) = \Delta P + \lambda \cdot (M^{*} - M_{3}^{*}) =$$

$$= 2 \cdot R_{q}^{*} \cdot i_{q}^{*2} + R_{d}^{*} \cdot i_{d}^{*2} + \lambda \cdot \left( (L_{D}^{*} - L_{Q}^{*}) \cdot i_{d}^{*} \cdot i_{q}^{*} - M_{3}^{*} \right),$$
(30)

где  $\lambda$  — неопределенный множитель Лагранжа;  $R_d^*$  и  $R_q^*$  — активные относительные сопротивления, характеризующие потери мощности от продольного и поперечного токов (28).



Решение системы уравнений Лагранжа:

$$\frac{\partial LG(i_d^*, i_q^*, \lambda)}{\partial i_d^*} = 0; \quad \frac{\partial LG(i_d^*, i_q^*, \lambda)}{\partial i_q^*} = 0; \quad \frac{\partial LG(i_d^*, i_q^*, \lambda)}{\partial \lambda} = 0, \quad (31)$$

позволяет найти относительные токи намагничивания  $i_d^{\circ}$  и нагрузки  $i_q^{\circ}$ , при которых обеспечивается энергетически оптимальное управление. Решение системы уравнений (31) можно представить в следующем виде:

$$i_{q} = i_{q}^{\circ} = \sqrt{\frac{\left|M_{3}^{*}\right| \cdot K_{d}}{L_{D}^{*} - L_{Q}^{*}}}; \quad i_{d}^{*} = i_{d}^{\circ} = \frac{i_{q}^{*}}{K_{d}} = \sqrt{\frac{\left|M_{3}^{*}\right|}{(L_{D}^{*} - L_{Q}^{*}) \cdot K_{d}}},$$
(32)

где  $M_{_3}^*$  — заданное значение электромагнитного момента;  $K_d = \sqrt{\frac{R_d^*}{R_q^*}}$  — коэффициент потерь

мощности ( $K_d$ , являющийся функцией относительного значения скорости, может быть равен 1–3).

Структурная схема энергетически оптимального управления электромагнитным моментом в первой зоне приведена на рис. 2.



Рис. 2. Структурная схема энергетически оптимального управления электромагнитным моментом РЭМ: 1 — преобразователь частоты; 2 и 3 — блоки преобразования координат напряжения и тока Условные обозначения:

А — регулятор продольного тока; Б — регулятор поперечного тока;

Г — узел компенсации влияния поперечного тока на продольный ток;

 $\mathcal{I}$  — узел ограничения тока нагрузки; E — блок ограничения скорости вращения ротора;  $\mathcal{K}$  — регулятор скорости вращения ротора;

И — узел ограничения модуля напряжения на обмотке статора;

К — узел ограничения модуля тока статора; Л — блок вычисления тока нагрузки



Данная структурная схема отличается от структурной схемы управления при постоянном токе намагничивания [12] сигналами задания на контуры управления токами намагничивания и нагрузки, которые, исходя из соотношений (32), определяются выражениями:

$$a_{q}^{*} = \operatorname{sign}(M_{3}^{*}) \cdot \max\left(\sqrt{\frac{\left|M_{3}^{*}\right| \cdot K_{d}}{L_{D}^{*} - L_{Q}^{*}}}, \frac{\left|M_{3}^{*}\right|}{(L_{D}^{*} - L_{Q}^{*}) \cdot i_{d \operatorname{Hom}}^{*}}\right); a_{d}^{*} = \min\left(\frac{\left|a_{q}\right|}{K_{d}}, i_{d \operatorname{Hom}}^{*}\right),$$
(33)

где *i*<sub>*dном</sub><sup>\*</sup> — номинальный ток намагничивания*, определяемый выражениями:</sub>

$$i_{d ext{HOM}}^{*} \approx \sqrt{\frac{1 - L_{Q}^{*2}}{L_{D}^{*2} - L_{Q}^{*2}}}; \quad i_{q ext{HOM}}^{*} \approx \sqrt{\frac{L_{D}^{*2} - 1}{L_{D}^{*2} - L_{Q}^{*2}}},$$
 (34)

Сигналы задания на контуры управления токами намагничивания и нагрузки (33) определяют алгоритм управления, при котором реализуется два режима управления. Первому режиму соответствует работа на линейном участке кривой намагничивания и минимум потерь мощности в РД. Сигналы задания на контуры управления токами намагничивания и нагрузки в первом режиме работы:

$$a_{q} = \operatorname{sign}(M_{3}^{*}) \cdot \sqrt{\frac{\left|M_{3}^{*}\right| \cdot K_{d}}{L_{D}^{*} - L_{Q}^{*}}}; \ a_{d}^{*} = \frac{\left|a_{q}\right|}{K_{d}},$$
(35)

Второму режиму соответствует работа в режиме магнитного насыщения магнитопровода. В этом случае реализуется алгоритм управления с номинальным постоянным намагничиванием. Сигналы задания на контуры управления токами намагничивания и нагрузки во втором режиме работы:

$$a_{q} = \frac{\operatorname{sign}(M_{3}^{*}) \cdot |M_{3}^{*}|}{(L_{D}^{*} - L_{Q}^{*}) \cdot i_{d_{\text{HOM}}}^{*}}; \quad a_{d}^{*} = i_{d_{\text{HOM}}}^{*}.$$
(36)

#### Результаты (Results)

Моделирование выполнялось в соответствии со структурной схемой, приведенной на рис. 2. В качестве модели электромагнитных процессов в РД использовались линейные уравнения напряжений. При моделировании динамических процессов полагалось, что производится пуск среднестатистической РД с параметрами, определенными выражениями (1) с постоянной величиной номинального момента сопротивления:  $M_c^* = 0.4 M_{HOM}^*$ .

Моделирование проводилось с параметром виртуальной диссипации  $R_x^* = 1$  и настройкой контуров управления токами на технический оптимум [12]. При моделировании полагалось, что предварительное намагничивание магнитопровода отсутствует:  $i_d^*(0) = 0$ . Результаты моделирования динамических процессов представлены рис. 3. На рис. 3, *а* показана динамика токов статора  $i_q^*$ ,  $i_d^*$ ,  $i_a^*$ , скорости вращения ротора  $\omega^*$ , электромагнитного момента  $M^*$  и напряжения статора  $u_a^*$  в относительных единицах при  $\Omega_3 = 1$  (подъем груза). На рис. 3, *б* показана динамика токов статора  $u_a^*$  в относительных единицах при  $\Omega_3 = -1$  (спуск груза).







## Обсуждение (Discussion)

Для обеспечения энергетически оптимального управления должны выполняться три условия. Первое условие: ток намагничивания при энергетически оптимальном управлении (32) не должен превышать номинальное значение, определтнное выражением (34). Из этого условия следует ограничение на электромагнитный момент:

$$M_{olD}^{*} = \frac{K_d \cdot (1 - L_Q^{*})}{L_D^{*} + L_Q^{*}}.$$
(37)

Второе условие: заданное относительное максимальное значение *i*<sub>0</sub>, обусловленное возможностями преобразователя, не должно превышать модуль относительного вектора тока статора, элементы которого при энергетически оптимальном управлении определены выражениями (32). Из этого условия следует ограничение на электромагнитный момент:

$$M_{oI}^{*} = \frac{i_{0}^{2} \cdot K_{d} \cdot (L_{D}^{*} - L_{Q}^{*})}{1 + K_{d}^{2}}.$$
(38)

Третье условие: заданное относительное максимальное значение напряжения  $u_0$ , обусловленное возможностями преобразователя, не должно превышать модуль относительного вектора тока статора, элементы которого при энергетически оптимальном управлении определены выражениями (32), откуда следует ограничение на электромагнитный момент:

$$M_{oU}^{*} = \frac{u_0^{2} \cdot K_d \cdot (L_D^{*} - L_Q^{*})}{\omega^{*2} \cdot (L_D^{*2} + K_d^{2} \cdot L_Q^{*2})}.$$
(39)

Ограничительная механическая характеристика при энергетически оптимальном управлении определится выражением:

$$M_{o}^{*} = \min(M_{OID}^{*}, M_{OI}^{*}, M_{OU}^{*}).$$
 (40)

Ограничительные механические характеристики в относительных единицах, определенные выражением (40), при энергетически оптимальном управлении показаны на рис. 4.



Зона энергетически оптимального управления показана штриховкой. Ограничительные механические характеристики алгоритма управления, определенного структурной схемой (см. рис. 2), аналогичны алгоритму управления при номинальном постоянном намагничивании [12].

#### Заключение (Conclusion)

В настоящем исследовании определены энергетические характеристики реактивных двигателей с зубчатыми статором и ротором, а также потери мощности в РД. Потери мощности делятся



на электрические, магнитные и механические. Критерием для энергетически оптимального управления служит минимум потерь мощности при заданном электромагнитном моменте. При этом механические потери при оптимизации не рассматриваются, так как зависят от скорости вращения ротора и не зависят от электромагнитных нагрузок. Решение задачи энергетически оптимального управления находится методом неопределенных множителей Лагранжа. Решение системы уравнений Лагранжа позволяет найти выражения для сигналов задания на контуры управления током намагничивания и током нагрузки. На основе этих сигналов задания формируется алгоритм оптимального управления, при котором реализуется два режима управления: режим энергетически оптимального управления на линейном участке кривой намагничивания и режим с постоянным номинальным намагничиванием в зоне магнитного насыщения магнитопровода. Сравнение результатов моделирования (см. рис. 3 и 4 [12]) показывает, что применение алгоритма энергетически оптимального управления не оказывает отрицательного влияния на динамику электромагнитных процессов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Птах Г. К. Вентильно-индукторный реактивный электропривод средней и большой мощности: зарубежный и отечественный опыт / Г. К. Птах // Электротехника: сетевой электронный научный журнал. — 2015. — Т. 2. — № 3. — С. 23–33.

2. *Романовский В. В.* Разработка гребного вентильно-индукторного двигателя для систем электродвижения большой мощности / В. В. Романовский, Б. В. Никифоров, А. М. Макаров // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. — 2019. — Т. 11. — № 2. — С. 357–366. DOI: 10.21821/2309-5180-2019-11-2-357-366.

3. *Романовский В. В.* Вентильно-индукторный привод ВИП-1000–1100 в системе электродвижения / В. В. Романовский, Б. В. Никифоров, А. М. Макаров // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. — 2019. — Т. 11. — № 3. — С. 573–581. DOI: 10.21821/2309-5180-2019-11-3-573-581.

4. Шевкунова А. В. Выбор оптимальных значений углов наклона боковых поверхностей зубцов статора и ротора вентильно–индукторного двигателя / А. В. Шевкунова // Труды Ростовского государственного университета путей сообщения. — 2016. — № 2. — С. 100–104.

5. Шевкунова А. В. Выбор оптимальных значений ширины зубцов статора и ротора вентильно-индукторного двигателя / А. В. Шевкунова // Труды Ростовского государственного университета путей сообщения. — 2014. — № 4. — С. 138–140.

6. *Карнаухов Н. Ф.* Обзор подходов к снижению пульсаций электромагнитного момента вентильно–индукторного двигателя методами математического моделирования / Н. Ф. Карнаухов [и др.] // Вестник Донского государственного технического университета. — 2016. — Т. 16. — № 2 (85). — С. 51–58. DOI: 10.12737/19688.

7. *Самосейко В.* Ф. Реактивные электрические машины. Теория и проектирование: монография / В. Ф. Самосейко. — СПб.: Изд-во ГУМРФ им. ад. С. О. Макарова, 2017. — 324 с.

8. *Жарков А*. Цифровое векторное управление вентильно-индукторными двигателями с независимым возбуждением / А. Жарков [и др.] // Компоненты и технологии. — 2004. — № 8 (43). — С. 166–170.

9. Козаченко В. Ф. Новое направление в приводе — мощный многосекционный вентильно-индукторный электропривод с векторным управлением / В. Ф. Козаченко, В. Н. Остриров, А. М. Русаков // Доклады научно-практического семинара «Вентильно-индукторный электропривод». — М.: Изд-во МЭИ, 2007. — С. 102–112.

10. *Самосейко В. Ф.* Управление гребным реактивным электродвигателем с анизотропной магнитной проводимостью ротора / В. Ф. Самосейко, С. В. Шарашкин // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. — 2017. — Т. 9. — № 2. — С. 390–401. DOI: 10.21821/2309-5180-2017-9-2-390-401.

11. *Самосейко В. Ф.* Идентификация параметров реактивного электродвигателя с анизотропной магнитной проводимостью ротора / В. Ф. Самосейко, С. В. Шарашкин, Ф. А. Гельвер // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. — 2017. — Т. 9. — № 3. — С. 637–644. DOI: 10.21821/2309-5180-2017-9-3-637-644.



12. *Самосейко В.* Ф. Управление реактивным электрическим двигателем при питании обмоток синусоидальным током / В. Ф. Самосейко, Э. В. Ширяев // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. — 2020. — Т. 12. — № 3. — С. 606–618. DOI: 10.21821/2309-5180-2020-12-3-606-618.

#### REFERENCES

1. Ptakh, G. K. "Switched reluctance drive medium and high power: foreign and domestic experience." *Russian Internet Journal of Electrical Engineering* 2.3 (2015): 23–33.

2. Romanovsky, Viktor V., Boris V. Nikiforov, and Arsenii M. Makarov. "Development of the propulsion switched reluctance drive for the vessels with high power electric propulsion systems". *Vestnik Gosudarstvennogo universiteta morskogo i rechnogo flota imeni admirala S. O. Makarova* 11.2 (2019): 357–366. DOI: 10.21821/2309–5180-2019-11-2-357-366.

3. Romanovsky, Viktor V., Boris V. Nikiforov, and Arsenii M. Makarov. "Switched reluctance drive SRD-1000– 1100 in the electromotive systems." *Vestnik Gosudarstvennogo universiteta morskogo i rechnogo flota imeni admirala S. O. Makarova* 11.3 (2019): 573–581. DOI: 10.21821/2309-5180-2019-11-3-573-581.

4. Shevkunova, A. V. "The choice of the optimal values of angles of inclination side surfaces of teeth of the stator and rotor the switched–reluctance motor." *Trudy Rostovskogo gosudarstvennogo universiteta putei soobshcheniya* 2 (2016): 100–104.

5. Shevkunova, A. V. "The choice of the optimal width of stator teeth and rotor of the valve inductor motor." *Trudy Rostovskogo gosudarstvennogo universiteta putei soobshcheniya* 4 (2014): 138–140.

6. Karnaukhov, Nikolay F., Maxim N. Filimonov, Dmitry A. Statovoy, and Anton S. Lykov. "A review of torque ripple reducing methods based on mathematical simulation." *Advanced Engineering Research* 16.2(85) (2016): 51–58. DOI: 10.12737/19688

7. Samoseiko, V. F. *Reaktivnye elektricheskie mashiny. Teoriya i proektirovanie*. SPb.: Izd-vo GUMRF im. adm. S. O. Makarova, 2017.

8. Zharkov, A., A. Anuchin, A. Drozdov, and V. Kozachenko. "Tsifrovoe vektornoe upravlenie ventil'noinduktornymi dvigatelyami s nezavisimym vozbuzhdeniem." *Komponenty i tekhnologii* 8(43) (2004): 166–170.

9. Kozachenko, V. F., V. N. Ostrirov, and A. M. Rusakov. "Novoe napravlenie v privode — moshchnyi mnogosektsionnyi ventil'no-induktornyi elektroprivod s vektornym upravleniem." *Doklady nauchno-prakticheskogo seminara «Ventil'no-induktornyi elektroprivod»*. M.: Izdatel'stvo MEI, 2007. 102–112.

10. Samoseiko, Veniamin F., and Sergei V. Sharashkin. "Control of the reluctance motor with an anisotropic magnetic conductivity of rotor in ship propulsion system." *Vestnik Gosudarstvennogo universiteta morskogo i rechnogo flota imeni admirala S. O. Makarova* 9.2 (2017): 390–401. DOI: 10.21821/2309-5180-2017-9-2-390-401.

11. Samoseiko, Veniamin F., Sergei V. Sharashkin, and Fedor A. Gel'ver. "Identification of the parameters of the reluctance motor with anisotropic magnetic conductivity of rotor." *Vestnik Gosudarstvennogo universiteta morskogo i rechnogo flota imeni admirala S. O. Makarova* 9.3 (2017): 637–644. DOI: 10.21821/2309-5180-2017-9-3-637-644.

12. Samoseiko, Veniamin F., and Eduard V. Shiryaev. "Control of a reactive electric motor when feeding the windings with a sinusoidal current." *Vestnik Gosudarstvennogo universiteta morskogo i rechnogo flota imeni admirala S. O. Makarova* 12.3 (2020): 606–618. DOI: 10.21821/2309-5180-2020-12-3-606-618.

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ	INFORMATION ABOUT THE AUTHORS
Самосейко Вениамин Францевич —	Samoseyko, Veniamin F. —
доктор технических наук, профессор	Dr. of Technical Sciences, professor
ФГБОУ ВО «ГУМРФ имени адмирала	Admiral Makarov State University of Maritime
С. О. Макарова»	and Inland Shipping
198035, Российская Федерация, Санкт-Петербург,	5/7 Dvinskaya Str., St. Petersburg, 198035,
ул. Двинская, 5/7	Russian Federation
e-mail: samoseyko@mail.ru,	e-mail: samoseyko@mail.ru,
kaf_electroprivod@gumrf.ru	kaf_electroprivod@gumrf.ru



Ширяев Эдуард Вячеславович — аспирант Научный руководитель: Самосейко Вениамин Францевич ФГБОУ ВО «ГУМРФ имени адмирала С. О. Макарова» 198035, Российская Федерация, Санкт-Петербург, ул. Двинская, 5/7 e-mail: shiryaev.edward@yandex.ru, kaf electroprivod@gumrf.ru Улисский Николай Анатольевич — аспирант Научный руководитель: Самосейко Вениамин Францевич ФГБОУ ВО «ГУМРФ имени адмирала С. О. Макарова» 198035, Российская Федерация, Санкт-Петербург, ул. Двинская, 5/7 e-mail: nikolayulisskiy@mail.ru, kaf electroprivod@gumrf.ru

Shiryaev, Eduard V. — Postgraduate Supervisor: Samosejko, Veniamin F. Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping 5/7 Dvinskaya Str., St. Petersburg, 198035, **Russian Federation** e-mail: shiryaev.edward@yandex.ru, kaf electroprivod@gumrf.ru Ulisskiy, Nikolay A. — Postgraduate Supervisor: Samosejko, Veniamin F. Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping 5/7 Dvinskaya Str., St. Petersburg, 198035, **Russian Federation** e-mail: nikolayulisskiy@mail.ru, kaf electroprivod@gumrf.ru

Статья поступила в редакцию 29 декабря 2020 г. Received: December 29, 2020.